

## ⑫ 特 許 公 報 (B2)

昭60-51803

⑬ Int.Cl.<sup>4</sup>  
H 03 C 3/10

識別記号

庁内整理番号  
7402-5J

⑭ 公告 昭和60年(1985)11月15日

発明の数 1 (全5頁)

⑮ 発明の名称 可変インピーダンス回路

⑯ 特 願 昭50-8534

⑰ 公 開 昭51-83750

⑱ 出 願 昭50(1975)1月20日

⑲ 昭51(1976)7月22日

⑳ 発 明 者 本 宮 正 之 狛江市和泉3463 多摩川住宅2-6-108

㉑ 発 明 者 多 田 雅 博 東京都大田区中馬込3-4-7

㉒ 出 願 人 ソ ニ ー 株 式 会 社 東京都品川区北品川6丁目7番35号

㉓ 代 理 人 弁 理 士 伊 藤 貞

審 査 官 有 泉 良 三

㉔ 参 考 文 献 特 開 昭51-6444 (JP, A)

1

## ⑳ 特許請求の範囲

1 相互コンダクタンスgmを有する増幅器の入出力端間にリアクタンス素子を接続し、上記増幅器の出力端をリアクタンス素子を含むインピーダンスZ<sub>0</sub>を介して交流的に接地し、上記インピーダンスZ<sub>0</sub>のベクトル値を選定することにより上記増幅器の入力側からみた上記増幅器の等価インピーダンスを実質的に純リアクタンス成分のみあるいは純抵抗成分のみとなし、且つ上記相互コンダクタンスgmを変化させることにより、上記等価インピーダンスの値を制御するようにした可変インピーダンス回路。

## 発明の詳細な説明

本発明は、可変周波数発振器、FM変調回路等に適用される可変インピーダンス回路に関する。

本願出願人は、先に第1図に示すように相互コンダクタンスgm及び負荷抵抗2を有する増幅器1の入出力端間にコンデンサ3を接続した可変リアクタンス回路を特願昭49-76779号(特開昭51-6444号)で提案した。この負荷抵抗2及びコンデンサ3の値を夫々R<sub>L</sub>及びC<sub>r</sub>としたときに、入力側よりみた等価インピーダンスZ<sub>i</sub>は次式で示すものとなる。

$$Z_i = \frac{\frac{1}{j\omega C_r} + R_L}{1 + gmR_L} \div \frac{\frac{1}{j\omega C_r}}{1 + gmR_L} \\ \div -j \frac{1}{gm} \cdot \frac{1}{\omega R_L C_r} \quad \dots\dots(1)$$

2

即ち、等価インピーダンスZ<sub>i</sub>は純リアクタンス成分となり、かつその値は1/gmに比例するので、gmを制御することにより可変することができる。

しかし、第2図に示すように、負荷抵抗2と並列にC<sub>0</sub>なる分布容量4が存在すると、(1)式は成立しない。即ち、一般に第3図のように、増幅器1の入出力端間にZ<sub>r</sub>なる帰還インピーダンス5を接続し、出力端をZ<sub>0</sub>なるインピーダンスを介して交流的に接地した場合、等価インピーダンスZ<sub>i</sub>は

$$Z_i = \frac{Z_r + Z_0}{1 + gmZ_0} \quad \dots\dots(2)$$

となり、(Z<sub>r</sub> ≫ Z<sub>0</sub>)とすると上式は

$$Z_i = \frac{Z_r}{1 + gmZ_0} \quad \dots\dots(3)$$

となる。ここで一般に(gmZ<sub>0</sub> ≫ 1)であるから

$$Z_i \div \frac{1}{gm} \cdot \frac{Z_r}{Z_0} = \frac{1}{gm} \cdot Z_r Y_0 \quad \dots\dots(4)$$

となる。よつて第2図に示す場合は、(Z<sub>r</sub> = 1/jωC<sub>r</sub>, Y<sub>0</sub> = 1/R<sub>L</sub> + jωC<sub>0</sub>)であるから、(4)式より

$$Z_i \div \frac{1}{gm} \cdot \frac{1}{j\omega C_r} \cdot \left( \frac{1}{R_L} + j\omega C_0 \right) \\ = \frac{1}{gm} \left( \frac{C_0}{C_r} - j \frac{1}{\omega R_L C_r} \right) \quad \dots\dots(5)$$

が成立する。この(5)式より明かなように、等価

3

インピーダンス $Z_i$ は、もはや純リアクタンス成分とはならず、実効抵抗分 ( $1/gm \cdot C_o/C_r$ ) が含まれてしまう。

このように、第1図に示す可変リアクタンス回路は、リアクタンス成分以外に、抵抗分も変化する5ので、FM変調器等に適用した場合に好ましくない影響を生じる。

本発明はかかる点に鑑み、リアクタンス成分のみが変化するような可変インピーダンス回路を実現することを目的とし、また増幅器1の出力端に10接続されるインピーダンスのベクトル値を選定することにより可変抵抗回路を提供することを第2の目的とする。

第4図は、本発明の一例の原理的接続を示し、負荷抵抗2と並列にインダクタンス $L$ のコイル715を接続するものである。この場合は、( $Z_r = 1/j\omega C_r$ ,  $Y_o = 1/R_L + j(\omega C_o - 1/\omega L)$ )であるから、これを(4)式に代入することにより、

$$Z_i = \frac{1}{gm} \cdot \frac{1}{j\omega C_r} \left\{ \frac{1}{R_L} + j \left( \omega C_o - \frac{1}{\omega L} \right) \right\}$$

$$= \frac{1}{gm} \left\{ \frac{C_o}{C_r} - \frac{1}{\omega^2 L C_r} - j \frac{1}{\omega R_L C_r} \right\} \quad \dots\dots(6)$$

(6)式において、( $\frac{C_o}{C_r} = \frac{1}{\omega^2 L C_r}$ ) 即ち ( $\omega^2 L C_o =$

1) の条件を満足するように、コイル7のインダ25クタンス $L$ を選定すれば、(6)式は

$$Z_i = \frac{1}{gm} \left\{ -j \frac{1}{\omega R_L C_r} \right\} \quad \dots\dots(7)$$

となり、(7)式は(1)式と同様であり、等価インピー30ダンス $Z_i$ が純リアクタンス成分(容量比)のみとすることができる。

第5図は、斯る本発明をFM変調回路に適用した一実施例を示す。第5図において、8A、8Bは差動増幅器を構成するトランジスタで、トランジスタ8Aのコレクタ即ち差動増幅器の出力端に35負荷抵抗2及びコイル7の並列回路が接続され、トランジスタ8Aのコレクタ・ベース間にコンデンサ3が接続される。トランジスタ8A、8Bのエミッタ共通接続点は、トランジスタ9のコレクタに接続され、トランジスタ9のエミッタは抵抗4010を介して接地され、トランジスタ9のベースには直流分の重畳された変調信号源11が接続される。

また、12は発振器13を構成するトランジス

4

タであり、そのエミッタ及びベース間の帰還路中でセラミック振動子14が接続されている。更に、トランジスタ8A及び12のベースがバイアス抵抗15を介してトランジスタ16のエミッタ及び抵抗17の接続点に接続され、この接続点にトランジスタ8Bのベースがバイアス抵抗18を介して接続される。

斯る構成において、トランジスタ8Aのベース側よりみた等価インピーダンス $Z_i$ は、(7)式で表わされるものとなる。ここで、トランジスタ9を流れる電流を $I$ とすれば、差動増幅器の特性より、相互コンダクタンス $gm$ は

$$gm = \frac{qI}{2kT} \quad \dots\dots(8)$$

となる。(8)式を(7)式に代入すれば、

$$Z_i = \frac{2kT}{qI} \left\{ -j \frac{1}{\omega R_L C_r} \right\} \quad \dots\dots(9)$$

となる。この(9)式から明らかなように、発振器13のセラミック振動子14と並列に可変コンデンサ19が接続されることと等価に考えられる。そして可変コンデンサ19の値は、変調信号源11による電流 $I$ に比例して変化するので、FM変調を行なうことができる。また増幅器1として差動増幅器を用いれば、安定な動作が期待でき、直流的な結合が可能等の利点がある。

なお、第4図或いは第5図に示す構成では、帰還インピーダンス5としてコンデンサ3を用いたが、これに限らず、コイルを用いることもできる。この場合は、コイルのインダクタンスを $L_f$ としたときに、等価インピーダンス $Z_i$ は上述と同様にして、

$$Z_i = \frac{1}{gm} j \omega L_f \left\{ \frac{1}{R_L} + j \left( \omega C_o - \frac{1}{\omega L} \right) \right\}$$

$$= \frac{1}{gm} \left\{ \left( \frac{L_f}{L} - \omega^2 L_f C_o \right) + j \frac{\omega L_f}{R_L} \right\} \quad \dots\dots(10)$$

となり、( $L_f/L = \omega^2 L_f C_o$ )即ち ( $\omega^2 L C_o = 1$ ) となるように、コイル7の値を選べば、等価インピーダンス $Z_i$ を純リアクタンス成分(誘導性)とすることができる。

第6図は、本発明を可変抵抗回路に適用した場合の原理的接続を示すものであつて、増幅器1の出力端をコンデンサ20を介して交流的に接地する構成である。コンデンサ20と並列の定電流源21は増幅器1の直流電流源である。第6図の構

5

成において、等価インピーダンス $Z_i$ は、(4)式より

$$Z_i = \frac{1}{g_m} \cdot \frac{1}{j\omega C_r} \cdot (j\omega C_0) = \frac{1}{g_m} \left( \frac{C_0}{C_r} \right) \quad \dots\dots$$

(11)

となり、 $g_m$ を変化させることにより、可変抵抗回路を実現させることができる。しかも、抵抗の値は入力周波数と無関係となる。

第7図は斯かる原理に基づく回路の一例を示すもので、同図において、22は入力信号源を示し、23は出力端である。前述の第5図の構成と同様に制御電流 $I$ をトランジスタ9のベースに接続された制御電圧源24により変えることで、トランジスタ8A、8Bからなる差動増幅器の相互コンダクタンス $g_m$ を変えている。そして、トランジスタ8Aのベースに抵抗25及びコンデンサ26を介して入力信号源22が接続されると共に、このベースが出力端23として導出される。トランジスタ8Aのコレクタ及び電源端子間にはコンデンサ20が挿入されると共に、このコンデンサ20と並列にトランジスタ27からなる定電流源が接続される。

この第7図の回路構成で、トランジスタ8Aのベース側よりみた等価インピーダンス $Z_i$ は純抵抗成分となり、且つその値は制御電流 $I$ によって変えられるから、この等価インピーダンス $Z_i$ を可変抵抗器28でおきかえれば、第7図の回路は第8図の等価回路として表わすことができる。

なお、第7図の回路構成において、コンデンサ3及び20を夫々 $L_r$ 及び $L_0$ なるインダクタンスのコイルでおきかえると、このときの等価インピーダンスは

$$Z_i = \frac{1}{g_m} \cdot \frac{L_r}{L_0} \quad \dots\dots (12)$$

となり、コイルであるから、別個の定電流源21は不要となる。

第9図は、本発明を可変抵抗回路に適用した場合の他の構成例を示し、増幅器1の出力端子をコンデンサ29及び30の並列回路を介して交流的に接地するようにしたものである。この場合は、(4)式から等価インピーダンス $Z_i$ は、コンデンサ2

6

9の値を $C_0$ とし、コイル30の値を $L$ とすれば

$$\begin{aligned} Z_i &= \frac{1}{g_m} \cdot \frac{1}{j\omega C_r} \cdot j \left( \omega C_0 - \frac{1}{\omega L} \right) \\ &= \frac{1}{g_m} \left( \frac{C_0}{C_r} - \frac{1}{\omega^2 L C_r} \right) \quad \dots\dots (13) \end{aligned}$$

となる。ここで、 $(\omega^2 L C_0 > 1)$ となるようにインダクタンス $L$ の値を選定すれば、等価インピーダンス $Z_i$ は正抵抗となり、 $(\omega^2 L C_0 < 1)$ となるようにすれば、等価インピーダンス $Z_i$ は負性抵抗となる。勿論、等価インピーダンス $Z_i$ は $(1/g_m)$ に比例する。

この第9図の原理接続に対応して、第10図に示す具体的接続構成も実現できる。また第10図に対応する等価回路は第11図に示すものとなる。第11図において可変抵抗31は等価インピーダンス $Z_i$ に対応するものである。

なお、第10図の構成において、コンデンサ3をコイルにおきかえることもでき、そのときは、コイルの値を $L_r$ とすると、

$$\begin{aligned} Z_i &= \frac{1}{g_m} j\omega L_r \cdot j \left( \omega C_0 - \frac{1}{\omega L} \right) \\ &= \frac{1}{g_m} \left( \frac{L_r}{L} - \omega^2 L_r C_0 \right) \quad \dots\dots (14) \end{aligned}$$

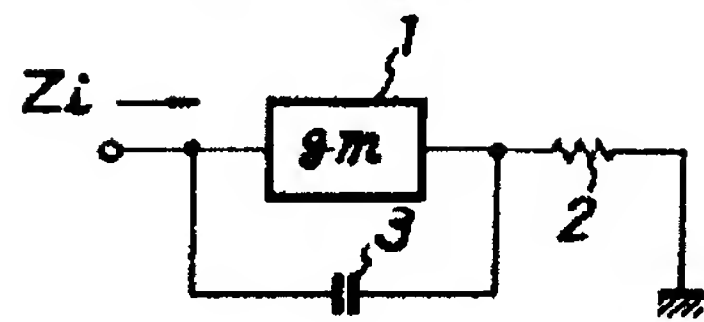
となる。従つて、 $(\omega^2 L C_0 < 1)$ のときは、正抵抗回路となり、 $(\omega^2 L C_0 > 1)$ のときは負性抵抗回路となる。

#### 図面の簡単な説明

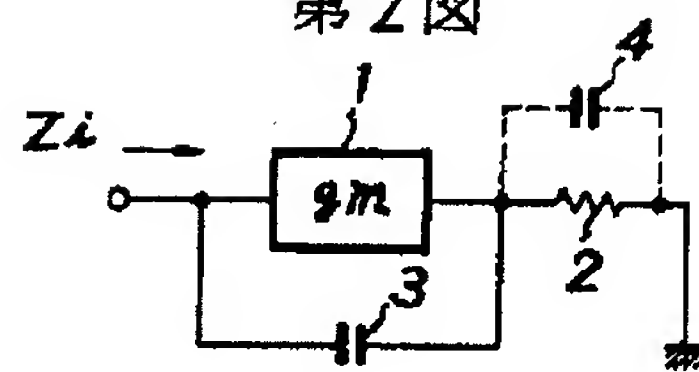
第1図は可変リアクタンス回路の一例の原理的接続図、第2図及び第3図はその説明に用いる接続図、第4図及び第5図は本発明の一例の原理的及び具体的接続図、第6図～第8図は本発明の他の例の原理的接続図、具体的接続図及び等価回路図、第9図～第11図は本発明の更に他の例の原理的接続図、具体的接続図及び等価回路図である。

1は増幅器、2は負荷抵抗、4は分布容量、8A、8Bは差動増幅器を構成するトランジスタ、11は変調信号源、13は発振器、22は入力信号源、23は出力端子である。

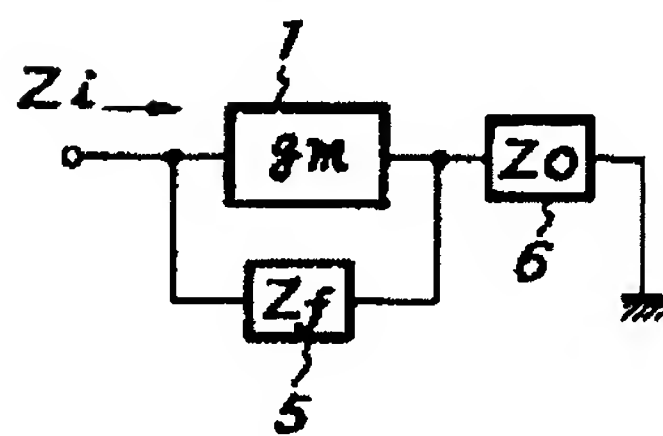
第 1 図



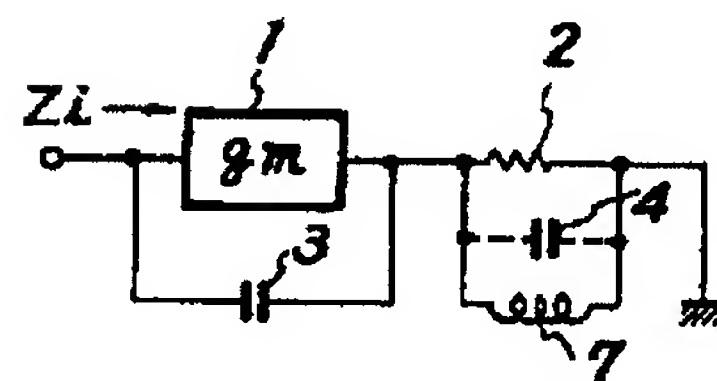
第2図



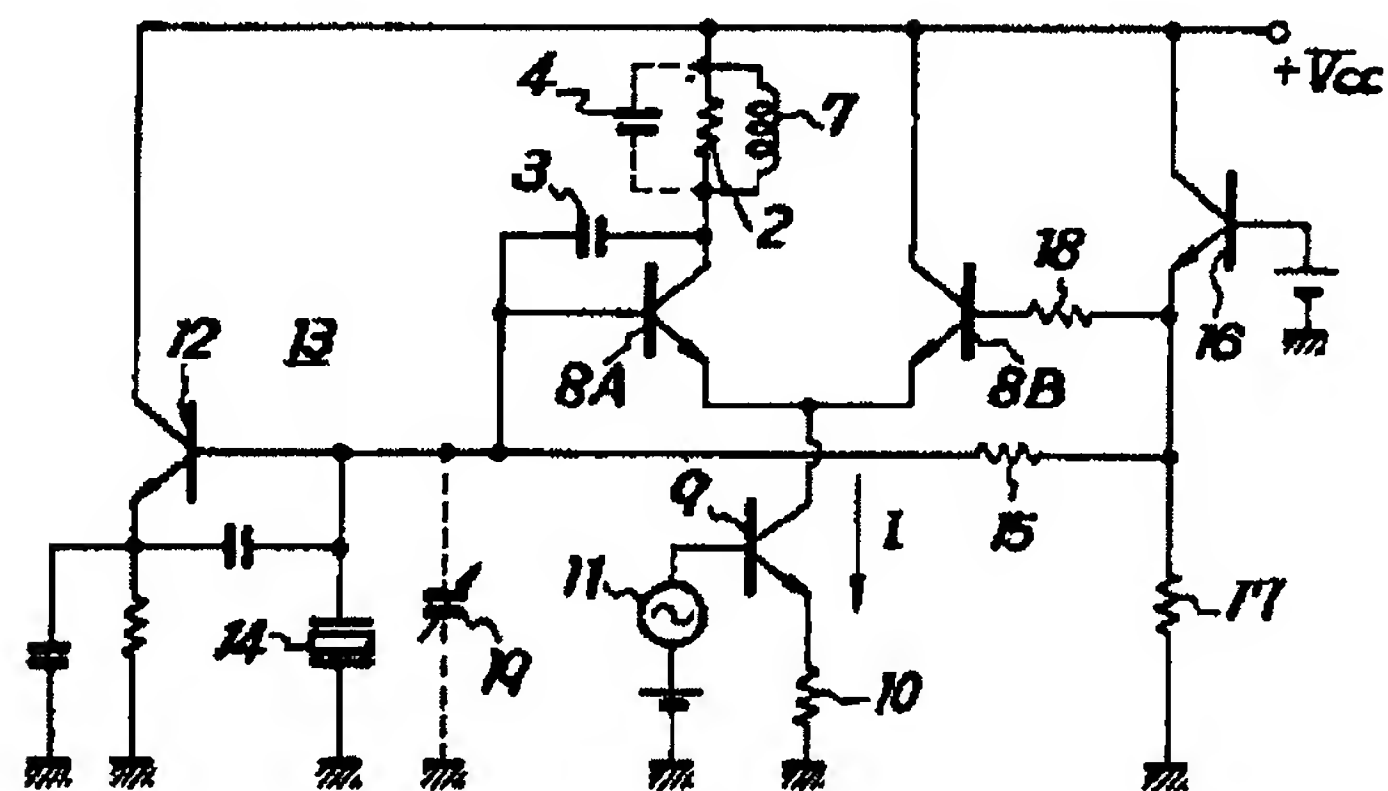
第 3 図



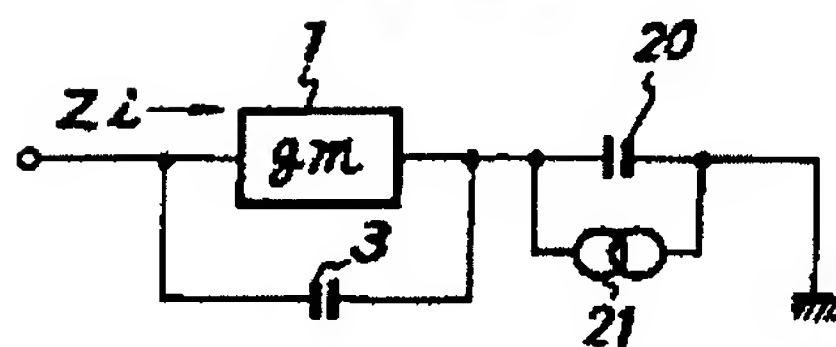
第4図



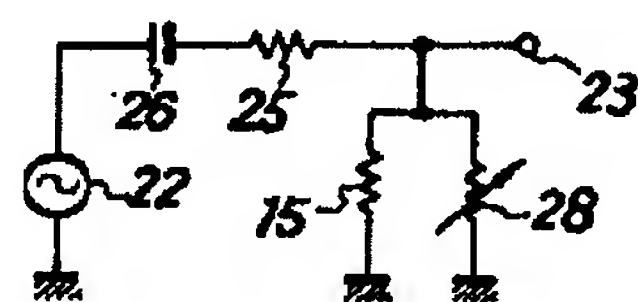
第 5 図



第 6 圖



第 8 図



第 9 図

